

①日本国特許庁

②特許出願公開

公開特許公報

昭54—20756

③Int. Cl.²

識別記号

④日本分類

庁内整理番号

⑤公開 昭和54年(1979)2月16日

G 01 D 5/243

105 A 532

6360—2F

G 01 K 1/02

105 A 53

7269—2F

発明の数 1

G 08 C 19/12

111 E 0

6533—2F

審査請求 未請求

(全 5 頁)

⑥遠隔温度測定装置

⑦発明者 池田純一

⑧特 願 昭52—84691

大阪市此花区島屋1丁目1番3

⑨出 願 昭52(1977)7月15日

号 住友電気工業株式会社大阪

⑩発明者 山下聖八郎

製作所内

大阪市此花区島屋1丁目1番3

⑪出 願 人 住友電気工業株式会社

号 住友電気工業株式会社大阪

大阪市東区北浜5丁目15番地

製作所内

⑫代理人 弁理士 玉虫久五郎

明 細 書

1. 発明の名称 遠隔温度測定装置

2. 特許請求の範囲

測定対象物の温度に比例した直流電圧を出力する制御電圧発生回路と、該制御電圧発生回路の制御電圧に比例した発振周波数を出力する電圧制御形発振器とからなる送信装置と、該送信装置からの受信周波数に比例した直流電圧を出力する受信装置とを具備したことを特徴とする遠隔温度測定装置。

3. 発明の詳細な説明

本発明は、遠隔温度測定装置に関するものである。

一般に遠隔測定は、測定の対象から遠く離れた地点に測定の結果を伝送し、そこで指示や記録を行なうものであり、測定装置は測定量を信号に変換して送出する送信装置と、これを受けて指示、記録あるいは情報処理装置に導く受信装置と、及び両者を見よ伝送路からなっている。遠隔測定を

容易にする条件の一つに前記送信装置の小型化が考えられるが、従来の遠隔温度測定装置の送信装置は大型で、温度を検知する部分と得られた測定量を伝送する部分が分離したものであつた。また装置の構成が複雑で高価である欠点もあつた。

本発明は前述の従来の欠点を改善したものであり、その目的は、測定装置自体を小型化し、且つ容易に遠隔温度計測が可能で低廉な遠隔温度測定装置を提供するものである。以下実施例について詳細に説明する。

第1図及び第2図は本発明の実施例の説明図であり、第1図は送信装置のブロック図、第2図は受信装置のブロック図である。

第1図に於いて、送信装置TSは測定対象物OTの温度を検知する熱感素子SNSと、該熱感素子SNSの出力に比例した直流電圧を出力する制御電圧発生回路CDCと、該制御電圧発生回路CDCの制御電圧に比例した発振周波数を出力する電圧制御形発振器VCOとから構成され、測定対象物OTの温度に比例した発振周波数が得られるものであ

る。なお、感温素子 SNS には温度により抵抗が変化するサーミスタ、白金抵抗体等が一般に使用される。

第2図に於いて、受信装置 RS は送信装置 TS から伝送されてきた信号を増幅する前段増幅器 AMP と、該前段増幅器 AMP の出力信号に含まれる不変周波数帯域成分を除去する帯域通過フィルタ BPF と、信号レベルを均一にするリミッタ回路 LIT と、該リミッタ回路 LIT の出力信号の周波数に比例して出力信号レベルが変化するスロープフィルタ SLF と、該スロープフィルタ SLF の出力信号を検波する検波器 DET とから構成され、送信装置 TS の発振周波数に比例した出力電圧が得られるものである。

即ち、送信装置 TS と受信装置 RS とを伝送路で接続することにより、測定対象物 OBT の温度に比例した出力電圧が受信装置 RS の出力端子 E_2 に得られるものであり、前記伝送路として有線又は無線を使用すれば容易に温度の遠隔計測を行なうことが可能である。

抵抗 R_3 の抵抗値を適当に設定することで、ほぼ直線性のある温度特性を示し次式に示すものとなる。

$$K_{11} = K_{110} [1 - \alpha_1 (T - T_0)] \quad \dots (2)$$

ここで、 K_{110} は基準温度 T_0 に於けるサーミスタ R_t と抵抗 R_3 との並列抵抗値、 α_1 は定数、 T は測定温度である。

したがって制御電圧発生回路 CDC の出力電圧 V_T は式(1)、(2)より次式(3)に示すものとなり、出力電圧 V_T の温度特性はほぼ直線性を有するものとなる。

$$V_T = \left[\frac{R_3 + R_t}{R_3} + \frac{K_{110}}{R_3} [1 - \alpha_1 (T - T_0)] \right] \cdot V_0$$

$$= V_0 [1 - \alpha (T - T_0)] \quad \dots (3)$$

$$\text{ただし } V_0 = \frac{R_3 + R_t + K_{110}}{R_3} \cdot V_0$$

$$\alpha = \frac{K_{110}}{R_3 + R_t + K_{110}} \cdot \alpha_1$$

ここで、 V_0 は基準温度 T_0 に於ける出力電圧、 α 、 α_1

特開昭54-20156(2)

第3図は制御電圧発生回路 CDC の一構成例であり、 $Q_1 \sim Q_3$ はトランジスタ、 $R_1 \sim R_5$ は抵抗、 $C_1 \sim C_3$ はコンデンサ、 R_t はサーミスタである。

第3図に於いて、端子 E_1 に所定電圧を加えると、ツェナダイオード D_1 のツェナ電圧により出力端子 E_2 には、抵抗 $R_3 \sim R_5$ とサーミスタ R_t よりなるブリーダ抵抗の値で定まる次式(1)に示す制御電圧 V_T が出力端子 E_2 に得られる。

$$V_T = \frac{R_3 + R_t + K_{11}}{R_3} \cdot V_0 \quad \dots (1)$$

$$\text{ただし } K_{11} = \frac{R_t \cdot R_t}{R_t + R_t}$$

ここで、 K_{11} はサーミスタ R_t と抵抗 R_t の並列抵抗値、 R_t は温度により変化するサーミスタ R_t の抵抗値、 R_3 はサーミスタ R_t の非直線性を補償するための並列抵抗 R_3 の抵抗値、 R_3 及び R_t は出力電圧の温度特性を調整するための並列抵抗 R_3 、 R_t の抵抗値、 V_0 はツェナダイオード D_1 のツェナ電圧である。

またサーミスタ R_t と抵抗 R_3 の並列抵抗 K_{11} は、

は定数である。

なお、第3図の制御電圧発生回路 CDC では、感温素子のサーミスタ R_t を使用した構成としたが、他の構成として熱電対等の温度-電圧変換器を使用した構成も可能である。

第4図は電圧制御形発振器 VCO の一構成例であり、 Q_4 はトランジスタ、 $R_6 \sim R_{10}$ は抵抗、 $C_4 \sim C_{10}$ はコンデンサ、 L_1 、 L_2 はコイル、 D_2 はバラクタダイオード、 E_3 は制御電圧端子、 E_2 は出力端子、 E_1 は動作電線端子である。

第4図に於いて、コンデンサ C_1 、 C_3 、バラクタダイオード D_2 及びコイル L_1 よりなる共振回路は、バラクタダイオード D_2 の容量が制御電圧端子 E_3 に加わる制御電圧により例えば第5図に示すように容量が変化するので、共振回路の共振周波数が変化し、したがって電圧制御形発振器 VCO の発振周波数は例えば第6図のように変化する。電圧制御形発振器 VCO の発振周波数 f の電圧特性は一般に次式(4)に示すものとなり、発振周波数 f の電圧特性はほぼ直線性を有するものとなる。

$$f = f_0 [1 + \beta (V_T - V_0)] \quad \dots (4)$$

ここで、 f_0 は基準制御電圧 V_0 に於ける周波数、 β は定数、 V_T は制御電圧である。

第1図の送電装置TSを第3図の制御電圧発生回路CDCと第4図の電圧制御形発振器VCOとから構成したときの送電装置TSの出力周波数 f と測定温度 T との関係は、式(3)、(4)より次式(5)で示すものとなる。

$$f = f_0 [1 - \beta \cdot \alpha V_0 \cdot (T - T_0)] \quad \dots (5)$$

即ち、送電装置TSの出力周波数 f は測定温度 T に比例し、且つ直線性を有している。

ところで、送電装置TSの出力周波数 f は受電装置RS側での分解能を高めるため、ある程度周波数範囲が広いことが必要である。しかしこの周波数の可変範囲は、第4図の電圧制御形発振器VCOに加わる制御電圧の可変範囲により決定されるものであり、即ち、制御電圧発生回路CDCの出力制御電圧の特性により決定される。したがって制御電圧発生回路CDCの出力制御電圧の温度勾配

制御電圧発生回路VCOの所入力電圧 V_2 を得たいので、差動増幅器の増幅率を A 、基準電圧を V_3 とすれば

$$V_2 = A \cdot (V_1 - V_3) \quad \dots (6)$$

が成り立ち、式(6)、(7)、(8)より必要な差動増幅器の増幅率 A と基準電圧 V_3 の値は次式(9)、(10)で示すものとなる。

$$A = \frac{\delta \cdot V_{10}}{\alpha \cdot V_{10}} \quad \dots (9)$$

$$V_3 = V_{10} \left(1 - \frac{\alpha}{\delta}\right) \quad \dots (10)$$

このような増幅率 A と基準電圧 V_3 を備えた差動増幅器を制御電圧発生回路CDCと電圧制御形発振器VCOとの間に接続することにより、電圧制御形発振器VCOに所望の制御電圧が得られるものとなる。

受電装置RSに於けるスロープフィルタSLFは例えば第7図に示すような減衰特性をもったフィルタで構成され、入力信号の周波数に比例した出力信号レベルが得られる。スロープフィルタSLF

特開 昭54-20756 (3)

がゆるやかなときには、電圧制御形発振器VCOの出力周波数範囲は狭いものとなる。このような場合には、増幅器を用いて制御電圧発生回路CDCの出力制御電圧を増幅して急峻な特性とし、電圧制御形発振器VCOの所望の制御電圧を得ることができ

る。例えば制御電圧発生回路CDCの出力電圧 V_1 の温度特性が次式(6)で表わされ、電圧制御形発振器VCOの所入力電圧 V_2 の温度特性が次式(7)で表わされるとする。

$$V_1 = V_{10} [1 - \alpha (T - T_0)] \quad \dots (6)$$

$$V_2 = V_{20} [1 - \delta (T - T_0)] \quad \dots (7)$$

ここで、 V_{10} は制御電圧発生回路CDCの基準温度 T_0 に於ける出力電圧、 V_{20} は電圧制御形発振器VCOの基準温度 T_0 に於ける所入力電圧、 α 、 δ は定数、 T は測定対象物温度である。

また前記増幅器として差動増幅器を使用した場合、差動増幅器の入力に前記(6)式の制御電圧発生回路CDCの出力電圧 V_1 を加え、出力として前記(7)式の電

の出力は後段の検波器DETで検波され、周波数に比例した直線電圧が得られることになる。またスロープフィルタSLFと検波器DETとを周知の周波数分周回路により構成することもできる。

受電装置RSに於いて受信信号周波数 f とその出力電圧 V_R との関係式はスロープフィルタSLFの特性から決定され、次式(11)に示すものとなる。

$$V_R = V_{R0} [1 + r(f - f_0)] \quad \dots (11)$$

ここで、 V_{R0} は基準入力周波数 f_0 に於ける出力電圧、 r はスロープフィルタSLFの減衰特性直線の傾きである。

式(11)から明らかな如く、受電装置RSに於いて出力電圧 V_R は受信信号周波数 f に比例し、且つその特性は直線性を有するものとなる。

したがって前記(5)式に示した送電装置TSの出力周波数 f を前記(11)式の特性をもったスロープフィルタSLFを有する受電装置RSで受信したときの、受電装置RSの出力電圧 V_R と測定温度との関係は、式(5)、(11)より次式(12)に示すものとなる。

$$V_R = V_{R0} | 1 - r \cdot \beta f_0 \cdot \alpha V_0 (T - T_0) |$$

$$= V_{R0} | 1 - \delta \cdot (T - T_0) | \quad \dots (12)$$

ただし $\delta = r \cdot \beta f_0 \cdot \alpha V_0$

即ち、受電装置 RS の出力電圧 V_R は測定対象物 OBT の測定温度 T に比例し、且つ直線性を有するものとなり、受電装置 RS に於ける出力電圧 V_R の温度勾配 δ は、制御電圧発生回路 CDC の電圧—温度勾配 αV_0 と電圧制御形発振器 VCO の周波数—電圧勾配 βf_0 とスロープフィルタ SLF の減衰特性係数の積 r との積になる。

第8図及び第9図は電圧制御形発振器 VCO の検査を温度測定と並行して行なう回路構成としたものであり、それぞれ要部回路を示している。

第8図に於いては、電圧制御形発振器 VCO への制御電圧として、制御電圧発生回路 CDC の出力と定電圧源 SE の一定出力とをスイッチ SW で周期的に切換えることにより、又第9図に於いては、電圧制御形発振器 VCO の共振回路を構成するパラクタダイオード U_1 を含むキャパシタンス素子をスイ

特開 昭54-20756 (4)

ッチ SW で周期的に固定キャパシタンス素子のコンデンサ C_1 に切換えることにより、電圧制御形発振器 VCO の発振周波数をあらかじめ設定した値と測定温度に対応する値とに交互に周期的に切換えることにより、温度測定と並行して電圧制御形発振器 VCO の検査を行なうことが可能である。なおスイッチ SW の切換えはトランジスタ、スイッチングダイオード等でも行なうことができる。

以上説明した如く、本発明は測定対象物の温度にはほぼ直線的に比例した直流電圧を出力する制御電圧発生回路と、該制御電圧発生回路の直流出力電圧にはほぼ直線的に比例した周波数で発振する電圧制御形発振器とからなる送電装置及び、該送電装置の出力信号を受信し、該受信周波数にはほぼ直線的に比例した出力電圧を出力する受電装置とから構成されることを特徴とする温度測定装置であり、送電装置と受電装置とを有線又は無線で接続することにより容易に温度の遠隔計測が可能となる。例えば、電力ケーブルの被覆の表面温度を測定する場合には、電力ケーブルの付近に信号伝送

用の線路を設けず、電力ケーブルから伝送線路に放電が生じ、電力ケーブルの絶縁が破壊される等の不都合が生じることが、本発明に於いては送電装置と受電装置とを無線で接続する構成にすれば、このような不都合はなく容易に遠隔温度測定が可能となる。また温度測定と得られた測定値の受電装置側への送信が送電装置内に1つにまとめられており、且つ小型であるので、例えば現場計測等に於いては非常に有用である。さらに本発明の構成から明らかな如く、構成が簡単であり低廉な遠隔温度測定装置を提供できるものである。

4. 図面の簡単な説明

第1図及び第2図は本発明の実施例のブロック図、第3図は制御電圧発生回路の一構成例、第4図は電圧制御形発振器の一構成例、第5図はパラクタダイオードの電圧—容量特性図、第6図は第4図の入出力特性図、第7図はスロープフィルタの減衰特性図、第8図及び第9図は電圧制御形発振器の検査回路のそれぞれ異なる構成例である。

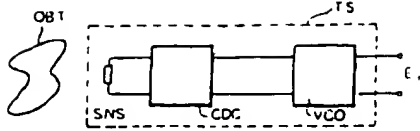
OBT は測定対象物、 CDC は制御電圧発生回路、

VCO は電圧制御形発振器、 AMP は前段増幅器、 BPF は帯域通過フィルタ、 LIT はリミッタ回路、 SLF はスロープフィルタ、 DET は検波器、 $Q_1 \sim Q_4$ はトランジスタ、 U_1 はフエナダイオード、 U_2 はパラクタダイオード、 $C_1 \sim C_{12}$ 、 C_2 はコンデンサ、 $R_1 \sim R_{10}$ は抵抗、 L_1 、 L_2 はコイル、 R_L はサーミスタ、 SE は定電圧源である。

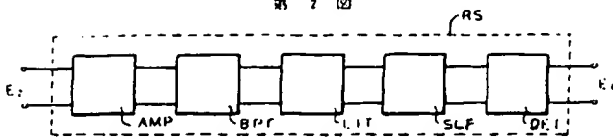
特許出願人 住友電気工業株式会社

代理人 井堀士 五 堀 久 五 郎

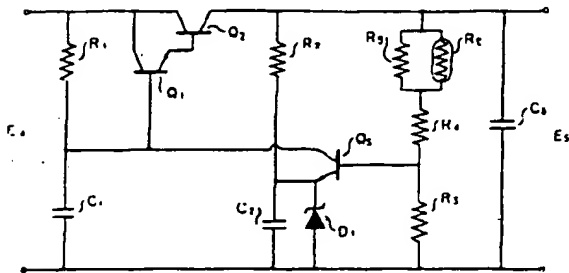
第 1 図



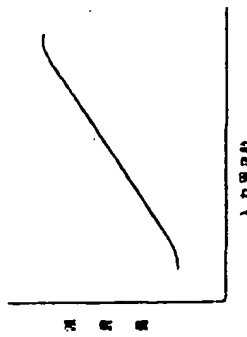
第 2 図



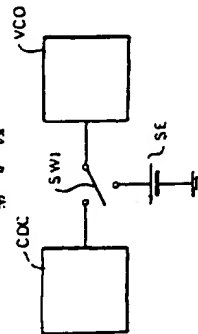
第 3 図



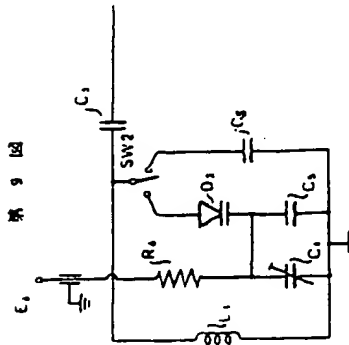
第 7 図



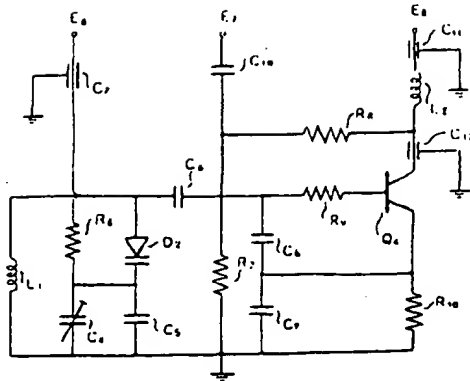
第 8 図



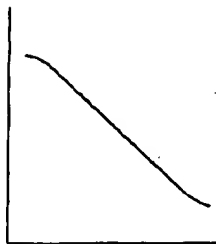
第 9 図



第 4 図

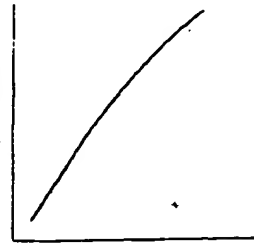


第 5 図



入力電圧

第 6 図



入力電圧 (V_T)

[English translation of Japanese Patent Application Laid-Open
Gazette No. Sho 54-20756 (Application No. Sho 52-84691)]

What is claimed is:

1. A remote temperature measuring device which comprises;
 - a transmitter constituted by a control voltage generating circuit for generating a DC voltage in proportion to the temperature of an object to be measured, and a voltage-control type oscillator for generating an oscillating frequency in proportion to the control voltage generated from the control voltage generating circuit; and
 - a receiver for generating a DC voltage in proportion to the input frequency delivered from the transmitter.